



19 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENT- UND  
MARKENAMT

# Offenlegungsschrift

## DE 100 59 334 A 1

51 Int. Cl. 7:  
**H 02 P 7/63**  
H 02 M 5/44  
H 02 M 1/12  
H 02 K 5/24

21 Aktenzeichen: 100 59 334.8  
22 Anmeldetag: 29. 11. 2000  
43 Offenlegungstag: 13. 6. 2002

DE 100 59 334 A 1

71 Anmelder:  
Siemens AG, 80333 München, DE

72 Erfinder:  
Raith, Sebastian, 91056 Erlangen, DE; Segger,  
Bernd, 91052 Erlangen, DE

56 Entgegenhaltungen:

DE 197 51 802 A1  
DE 28 12 376 A1  
DE 695 03 705 T2  
EP 07 58 161 A2

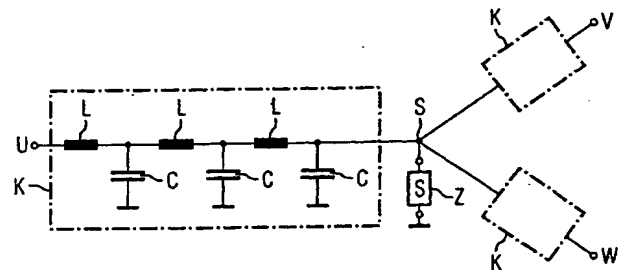
Ogasawava, Agaki: "Modeling and Damping of High-Frequency Leakage Currents..." in IEEE Transactions on Ind. Appl., 1996, H. 5, S. 1105-1114;  
Fu, Lipo: "Disturbance-Free Operation..." in IEEE Transact. on Ind. Appl. 1994, H. 5, S. 1267-1274;

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

54 Bedämpfung von Resonanzüberhöhungen bei einem an einem Umrichter mit Spannungszwischenkreis betriebenen elektrischen Motor durch angepasste Impedanz gegen Erde am Motorsternpunkt sowie korrespondierender elektrischer Motor

57 Bei einem Umrichtersystem mit Spannungszwischenkreis, das mit einer Netzeingangsdrossel im Hochsetzstellerbetrieb arbeitet oder andere eingangsseitige Induktivitäten aufweist, besteht die Gefahr, dass sich im Verband mit Motoren über Ableitkapazitäten Systemeigenschwingungen ausbilden. Wenn nun der Motor einen Amplituden-Frequenzgang mit einer ausgeprägten Resonanzfrequenz im Bereich solcher Systemeigenschwingungen aufweist, so besteht die Gefahr, dass am Motorsternpunkt (S) höhere Spannungen auftreten als an den Motorphasen (U, V, W). Durch einen Abschluss der durch die Wicklungsstränge gebildeten Kettenleiter (K) im Motor (M) am Motorsternpunkt (S) mit einer geeignet gewählten Impedanz (Z) gegen Erde, die vorteilhafterweise eine Reihenschaltung aus einem ohmschen Widerstand ( $R_a$ ) und einer Kapazität ( $C_a$ ) umfasst, wird dem durch die vorliegende Erfindung vorgebeugt.



DE 100 59 334 A 1

[0001] Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Bedämpfung von Resonanzüberhöhungen an einem Motorsternpunkt bei einem an einem Spannungszwischenkreis-Umrichter mit eingangsseitiger Induktivität, insbesondere einer Netzeingangs-drossel, betriebenen elektrischen Motor, der aufgrund von Eigenschaften seiner Wicklungsstränge einen Frequenzgang mit mindestens einer Resonanzfrequenz gegen Erdpotential aufweist, sowie einen entsprechenden elektrischen Motor mit einer solchen Bedämpfung von Resonanzüberhöhungen.

[0002] In heutigen Umrichtersystemen mit Spannungszwischenkreis, insbesondere in mehrachsigen solchen Umrichtersystemen, können sich Systemschwingungen ausbilden, die praktisch nicht bedämpft werden. Dies betrifft im wesentlichen Umrichter mit Spannungszwischenkreis und einer geregelten Einspeisung in Form eines geregelten netzseitigen Stromrichters, auch als Eingangsstromrichter bezeichnet.

[0003] Umrichter dienen prinzipiell zum Betrieb von elektrischen Maschinen mit variabler Speisefrequenz. Ein solcher Zwischenkreis-Frequenzumrichter ermöglicht es, einen elektrischen Motor, z. B. eine Drehfeldmaschine wie etwa die Synchronmaschine, nicht mehr nur direkt am Netz und damit an eine starre Drehzahl gebunden zu betreiben, sondern es kann das starre Netz durch ein elektronisch erzeugtes frequenzvariables und auch amplitudenvariables Netz zur Speisung der elektrischen Maschine ersetzt werden.

[0004] Eine Entkopplung der beiden Netze, zum einen dem versorgenden Netz mit fester Amplitude und Frequenz und zum anderen dem die elektrische Maschine speisenden Netz mit variabler Amplitude und Frequenz, erfolgt über einen Gleichspannungsspeicher oder einen Gleichstromspeicher in Form des sogenannten Zwischenkreises. Solche Zwischenkreis-Umrichter weisen dabei im wesentlichen drei zentrale Baugruppen auf:

- einen netzseitigen Eingangsstromrichter, der ungesteuert (z. B. Diodenbrücken) oder gesteuert ausgeführt sein kann, wobei eine Energierückspeisung in das Netz nur mit einem gesteuerten Eingangsstromrichter möglich ist;
- einen Energiespeicher im Zwischenkreis in Form eines Kondensators bei einem Spannungszwischenkreis und einer Drossel bei einem Stromzwischenkreis;
- einen ausgangsseitigen Maschinenstromrichter bzw. Wechselrichter zur Speisung der Maschine, der in der Regel über eine Drehstrom-Brückenschaltung mit sechs löschbaren Stromventilen, z. B. IGBT-Transistoren, die Gleichspannung eines Spannungszwischenkreises in ein Drehspannungssystem umsetzt.

[0005] Ein solches Umrichtersystem mit Spannungszwischenkreis, das u. a. aufgrund eines sehr hohen Frequenz- und Amplitudenstellbereichs bevorzugt bei Haupt- und Servoantrieben in Werkzeugmaschinen, Robotern und Produktionsmaschinen zum Einsatz gelangt, ist in der Darstellung nach Fig. 1 in Form einer Prinzipskizze gezeigt.

[0006] Der Umrichter UR ist über einen Filter F und eine Speicherdrossel mit der Induktivität  $L_K$  an ein Drehstromnetz N angeschlossen. Der Umrichter UR weist die beschriebene Einspeisung E, einen Spannungszwischenkreis mit der Speicherkapazität  $C_{ZK}$  und einen Ausgangswechselrichter W auf. Gezeigt ist eine geregelte Einspeisung E, die durch schaltende Bauelemente (z. B. eine Drehstrombrückenschaltung aus IGBT-Transistoren) geregelt betrieben wird, wodurch die Anordnung nach Fig. 1 eine Anregung A1 erfährt. Der Wechselrichter W wird ebenfalls über weitere schaltende Bauelemente geregelt, z. B. wiederum mittels einer Drehstrombrückenschaltung mit sechs IGBT-Transistoren. Die Tatsache, dass auch im Wechselrichter Schalthandlungen stattfinden, stellt ebenfalls eine Anregung A2 des Systems dar. Der Kondensator  $C_{ZK}$  im Spannungszwischenkreis ist zwischen die positive Zwischenkreisschiene P600 und die negative Zwischenkreisschiene M600 geschaltet. Der Wechselrichter ist ausgangsseitig über eine Leitung LT mit Schutzleiter PE und Schirmung SM mit einem Motor M in Form einer Drehstrommaschine verbunden.

[0007] Das festfrequente Drehstromnetz N speist nun über den Filter F und die Speicherdrossel  $L_K$  mittels der geregelten Einspeisung den Zwischenkreiskondensator  $C_{ZK}$  über den Eingangsstromrichter E, wobei der Eingangsstromrichter E (z. B. ein Pulsrichter) mit der Speicherdrossel  $L_K$  als Hochsetzsteller arbeitet. Nach dem Bestromen der Speicherdrossel  $L_K$  wird diese mit dem Zwischenkreis verbunden und treibt den Strom entgegen der größeren Spannung in den Kondensator  $C_{ZK}$ . Dadurch kann die Zwischenkreisspannung auch über dem Scheitelwert der Netzspannung liegen.

[0008] Diese Kombination stellt somit quasi eine Gleichspannungsquelle dar. Aus dieser Gleichspannung formt der Wechselrichter W in der beschriebenen Weise wieder ein Drehspannungssystem, wobei die Ausgangsspannung im Gegensatz zur sinusförmigen Spannung eines Drehstromgenerators aufgrund der elektronischen Erzeugung über eine Brückenschaltung nicht den Verlauf einer idealen Sinusschwingung, sondern neben der Grundschwingung auch Oberwellen aufweist.

[0009] Neben den beschriebenen Elementen einer solchen Anordnung muss jedoch auch berücksichtigt werden, dass parasitäre Kapazitäten auftreten, die die Entstehung von Systemschwingungen in einem solchen Umrichtersystem begünstigen. So weisen neben dem Filter F mit einer Ableitkapazität  $C_F$  auch der Eingangsstromrichter E, der Wechselrichter W und der Motor M Ableitkapazitäten  $C_E$ ,  $C_W$  und  $C_M$  gegen Erde auf. Daneben treten zusätzlich eine Kapazität  $C_{PE}$  der Leitung LT gegen den Schutzleiter PE und eine Kapazität  $C_{SM}$  der Leitung LT gegen die geerdete Schirmung SM auf.

[0010] Die Erfinder haben nun erkannt, dass sich eine besonders ausgeprägte Anregung dieser Systemschwingungen in der Einspeisung E befindet. Je nach dem gewählten Regelungsverfahren zur Einspeisung werden dabei 2 oder 3 Phasen des Netzes N kurzgeschlossen, um die Speicherdrossel  $L_K$  zu bestromen. Werden alle drei Phasen U, V, W kurzgeschlossen, so liegt entweder die positive P600 oder die negative Zwischenkreisschiene M600 hart am Sternpunkt des versorgenden Netzes (i. d. R. nahe Erdpotential je nach Nullsystemanteil). Werden 2 Phasen des Netzes N kurzgeschlossen, so liegen die betreffenden Zwischenkreisschienen P600 und M600 hart auf einem induktiven Spannungsteiler der 2 Netzphasen.

[0011] Je nach Situation der Netzspannungen ist diese Spannung in der Nähe des Erdpotenzials (ca. 50–60 V). Wegen der in der Regel großen Zwischenkreiskapazität  $C_{ZK}$  (stetiger Spannungsverlauf) liegt die andere Zwischenkreisschiene 600 V tiefer bzw. höher und kann damit auch die verbleibende Phase des Netzes verreißen. In beiden Fällen wird der Zwischenkreis besonders stark aus seiner "natürlichen", symmetrischen Ruhelage (+/-300 V gegen Erde) ausgelenkt,

was eine besonders starke Anregung der Systemschwingung darstellt.

[0012] Im Hinblick auf die Entstehung von unerwünschten Systemschwingungen erlaubt der für den Anwendungsbe-  
reich relevante Frequenzbereich unterhalb von 50 bis 100 kHz die Berechnung einer Resonanzfrequenz mit konzentrier-  
ten Elementen. Dabei sind die Ableitkapazitäten  $C_F$  gegen Erde im Filter F in der Regel so groß, dass diese nicht fre-  
quenzbestimmend wirken. Dabei kann man davon ausgehen, dass eine dominante Anregung zu Schwingungen vor den  
geschilderten Kapazitäten erfolgt und die Filterableitkapazität  $C_F$  außer Betracht bleiben kann.

[0013] Die Resonanzfrequenz  $f_{res}(sys)$  dieses Systems, die im folgenden mit  $f_{sys}$  bezeichnet wird, ergibt sich somit zu:

$$f_{sys} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_\Sigma \cdot C_\Sigma}} \quad (1)$$

mit

$$L_\Sigma = L_K + L_F \quad (2)$$

wobei  $L_K$  den dominanten Anteil darstellt und  $L_F$  die umrichterseitig wirksamen asymmetrischen induktiven Elemente  
im Filter (z. B. stromkompensierte Drosseln) sind, und

$$C_\Sigma = C_E + C_W + C_{PE} + C_{SM} + C_M \quad (3)$$

[0014] Dieser Zusammenhang ist in der Darstellung nach Fig. 2 schematisch gezeigt. Dabei bilden  $L_\Sigma$  und  $C_\Sigma$  einen  
passiven Kreis, der durch eine Anregung A angeregt wird und sich auf seine natürliche Resonanzfrequenz  $f_{sys}$  ein-  
schwingt.

[0015] Als Folge bekommen die Potenziale der Zwischenkreisschienen P600 und M600 zusätzlich zu den betriebsbe-  
dingten Verschiebungen mit beispielsweise 600 V Amplitude eine zusätzliche unerwünschte Schwingung mit einer Am-  
plitude von bis zu mehreren hundert Volt aufmoduliert.

[0016] Bei elektrischen Motoren M allgemein, vor allem aber wenn sie in Polspulentechnik ausgeführt sind (z. B. Tor-  
quemotoren), kann ein Frequenzgang mit ausgeprägten Resonanzüberhöhungen gegen Erdpotential auftreten, wenn sie  
an allen Motorklemmen gleichtaktig gegen Erde angeregt werden, z. B. durch die vorangehend dargestellten uner-  
wünschten Systemschwingungen.

[0017] Erklärbar sind diese Resonanzstellen durch ein asymmetrisches Ersatzschaltbild einer Kettenleiterschaltung K  
parasitärer Elemente (Induktivitäten L und Ableitkapazitäten C) in der Motorwicklung, wie sie in Fig. 3 schematisch  
skizziert ist. Dabei ist beispielhaft der Wicklungsstrang einer Phase U eines Drehstrommotors M mit den drei Phasen U,  
V, W gezeigt, deren Wicklungsstränge im Motorsternpunkt S elektrisch miteinander verbunden sind. Die Eingangsspan-  
nungen des vom Wechselrichter W generierten dreiphasigen Drehstroms liegen an den dem Sternpunkt S gegenüberlie-  
genden Außenklemmen der jeweiligen Wicklungsstränge an.

[0018] Dies trifft insbesondere bei Motoren in Polspulentechnik zu, bei denen einzelne Kettenvierpole des Kettenleiters  
K aufgrund des Aufbaus makroskopisch plausibel sind und im wesentlichen einer einzelnen Polspule entsprechen. Bei  
der Polspulentechnik weisen die aus Elektroblechen bestehenden Magnetkerne Zähne auf, die als Polkerne dienen, auf die  
vorgefertigte Spulen aufgesetzt und entsprechend verschaltet werden. Die einzelnen Induktivitäten L sind, wie aus Fig. 3  
ersichtlich, elektrisch in Reihe geschaltet, wobei jede Polspule eine kapazitive Kopplung zum Polkern (Elektroblech) be-  
sitzt, auf dem die Spule aufgebracht ist. Diese jeweiligen Kapazitäten sind als Ableitkapazitäten C gegenüber Masse dar-  
gestellt, die vom magnetischen Kern gebildet wird.

[0019] Jedoch lässt sich das geschilderte Phänomen auch bei Motoren anderer Bauweise (z. B. in sogenannter wilder  
Wicklung) mit einem Modell eines Kettenleiters K erklären, indem dieser eine Ersatzschaltung mit identischen Vierpolen  
in Form von LC-Schwingkreisen darstellt, deren Elemente den Frequenzgang nachbilden.

[0020] Die Überhöhung tritt dabei im Bereich des Sternpunktes S auf, der normalerweise nicht gezielt auf Spannungs-  
belastungen ertüchtigt wird. Wenn die Systemschwingung des Umrichtersystems in der Nähe einer Motoreigenfrequenz  
liegt, dann kann das Isolationssystem gegen Erde, insbesondere am Sternpunkt S, überlastet werden und einen frühzeiti-  
gen Ausfall des Motors M zur Folge haben, da am Motorsternpunkt resonanzbedingt wesentlich höhere Spannungen als  
an den Motorklemmen auftreten können.

[0021] Diese Aussage gilt im Prinzip für alle Spannungsniveaus (Nieder-, Mittel- und Hochspannungssysteme), vor al-  
lem aber, wenn zum einen auf der Umrichterseite UR nach dem Hochsetzstellerprinzip (mit Speicherdrossel  $L_K$ ) gear-  
beitet wird, und auf der anderen Seite im Motor M ein Frequenzgang mit ausgeprägten Resonanzüberhöhungen gegen  
Erdpotential auftritt, z. B. bei Motoren mit besonders niedriger Motoreigenfrequenz, weil hier die Eigendämpfung im  
Motor durch Wirbelstromverluste, Ummagnetisierungsverluste etc. besonders niedrig ist.

[0022] Zu ähnlichen Problemen kommt es auf dem Gebiet der elektrischen Maschinen immer wieder, wenn transiente  
Überspannungen auftreten. Daher werden die Überspannungen zur Vermeidung von Durchschlägen begrenzt. Beispiels-  
weise wird gemäß der DE-A-38 26 282 ein spannungsabhängiger Metalloxid Widerstand einer Spule zur Überspan-  
nungsbegrenzung parallel geschaltet. In der DE-B-28 34 378 werden zur Querfelddämpfung Wicklungsabschnitte kurz-  
geschlossen. In ähnlicher Weise werden laut DE-A-24 33 618 bei einer Synchronmaschine transiente Überspannungen  
durch Querfelddämpferstäbe gedämpft.

[0023] Darüber hinaus wird in der EP-A-0 117 764 beschrieben, wie Überspannungen, die aufgrund von Reso-  
nanzphänomenen auftreten, durch ferroelektrische Isolatoren zwischen den Spulenwicklungen unterdrückt werden kön-  
nen. Schließlich wird in der EP-B-0 681 361 das Problem höherer harmonischer Schwingungen angesprochen, das bei  
Umrichtern und Gleichrichtern mit Leistungsthyristoren auftreten kann. Die Dämpferwicklung wird demzufolge mit  
Kondensatoren zu Resonanzkreisen verschaltet. Die Resonanzkreise besitzen eine Resonanzfrequenz, die 6n mal so hoch  
wie die Grundfrequenz der Synchronmaschine ist. Damit lassen sich höhere harmonische Schwingungen einer Grund-

welle absorbieren.

[0024] Das Problem von möglichen Resonanzüberhöhungen im Sternpunkt S eines Motors M bleibt jedoch bestehen.

[0025] Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es daher, durch solche Systemschwingungen angeregte Resonanzüberhöhungen in einem an einem solchen Umrichtersystem betriebenen elektrischen Motor wirksam zu vermeiden.

5 [0026] Gemäß der vorliegenden Erfindung wird diese Aufgabe durch ein Verfahren zur Bedämpfung von Resonanzüberhöhungen an einem Motorsternpunkt bei einem an einem Spannungszwischenkreis-Umrichter mit eingangsseitiger Induktivität, insbesondere einer Netzeingangsdrossel, betriebenen elektrischen Motor gelöst, der aufgrund von Eigenschaften seiner Wicklungsstränge einen Frequenzgang mit mindestens einer Resonanzfrequenz gegen Erdpotential aufweist, indem im Motor am Motorsternpunkt passive elektrische Komponenten zur Bedämpfung von in den Wicklungssträngen hervorgerufenen kapazitiven Ableitströmen gegen Erdpotential vorgesehen werden. Diese passiven elektrischen Komponenten werden dazu auf durch an den Motorphasen asymmetrisch gegen Erde anregende Systemschwingungen des Umrichtersystems hervorgerufene kapazitive Ableitströme ausgelegt.

[0027] Dabei hat es sich als günstig erwiesen, wenn der Motorsternpunkt durch eine Impedanz elektrisch mit Erdpotential verbunden wird.

15 [0028] Wenn die Impedanz eine komplexe Impedanz darstellt, die eine Reihenschaltung aus einem ohmschen Widerstand und einer Kapazität umfasst, dann ergibt sich eine besonders einfache und kostengünstige Realisierung.

[0029] Aufgrund der Erkenntnis, dass jeder Wicklungsstrang des Motors einen LC-Kettenleiter bildet, wird der ohmsche Widerstand vorzugsweise nach

$$20 \quad R_a \leq 2 \cdot \frac{1}{3} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}$$

bemessen, wobei L die Induktivität und C die Ableitkapazität eines Kettenleiterglieds der LC-Kettenleiterstruktur darstellen.

25 [0030] Für die Kapazität gilt dabei vorzugsweise:

$$C_a \geq \frac{1}{2\pi R f_0},$$

30 wobei

$$f_0 \leq \frac{1}{2} \cdot f_{res}$$

35 mit  $f_{res}$  als ausgeprägter Resonanzfrequenz des Amplituden-Frequenzgangs des Motors ist.

[0031] Dabei kann das erfindungsgemäße Verfahren auch bei einem elektrischen Motor mit mehreren Motorsternpunkten angewendet werden, insbesondere bei einem Linearmotor oder einem Torquemotor, indem das Verfahren für jeden Motorsternpunkt durchgeführt wird. Bei einem Torquemotor handelt es sich dabei um eine auf die Erzeugung hoher Drehmomente bei i. d. R. geringen Drehzahlen ausgelegte Maschine, z. B. in Form eines bürstenlosen hochpoligen permanentmagnetregten Synchronmotors.

[0032] Wenn der Umrichter mit einer Netzeingangsdrossel zur Einspeisung nach dem Hochsetztellerprinzip betrieben wird, so ergeben sich durch die Erfindung besonders große Vorteile gegenüber völlig ungedämpften Systemschwingungen.

45 [0033] Des weiteren wird die vorangehend gestellte Aufgabe der Erfindung auch durch einen elektrischen Motor zum Betrieb an einem Spannungszwischenkreis-Umrichter mit eingangsseitiger Induktivität, insbesondere einer Netzeingangsdrossel, gelöst, der einen durch Eigenschaften seiner Wicklungsstränge bedingten Frequenzgang mit mindestens einer Resonanzfrequenz gegen Erdpotential aufweist und der am Motorsternpunkt über eine Impedanz elektrisch mit Erdpotential verbunden ist.

50 [0034] Indem diese Impedanz zur Bedämpfung von durch an den Motorphasen asymmetrisch gegen Erde anregende Systemschwingungen des Umrichtersystems in den Wicklungssträngen hervorgerufenen kapazitiven Ableitströmen gegen Erdpotential dient, lassen sich Systemschwingungen des Umrichtersystems aufgrund dessen eingangs geschilderter Struktur eines passiven Kreises, vor allem in Verbindung mit einer Netzeingangsdrossel, und dadurch bewirkte Resonanzüberhöhungen in dem Motor besonders wirksam unterdrücken.

55 [0035] Dabei hat es sich als besonders günstig herausgestellt, wenn die Impedanz eine komplexe Impedanz darstellt, die eine Reihenschaltung aus einem ohmschen Widerstand und einer Kapazität umfasst.

[0036] Für die Bemessung dieses ohmschen Widerstands und der Kapazität gelten vorzugsweise die gleichen Bemessungsregeln wie beim erfindungsgemäßen Verfahren beschrieben mit

$$60 \quad R_a \leq 2 \cdot \frac{1}{3} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{und} \quad C_a \geq \frac{1}{2\pi R f_0}$$

65 [0037] Dabei hat sich die durch die Erfindung vorgeschlagene Lösung besonders bei Motoren mit Wicklungssträngen in Polspulentechnik als günstig erwiesen, die eine Kettenleiterstruktur aus Induktivitäten L und Ableitkapazitäten C bilden, wobei die Impedanz zum elektrischen Abschluss der Kettenleiterstruktur dient.

[0038] Besonders gut gelingt dies dann, wenn die Impedanz so ausgeprägt ist, dass diese einen an den Motorphasen asymmetrisch gegen Erde anregende Gleichtaktströme des Umrichtersystems bedämpfenden Abschluss der Kettenleiter-

struktur bildet.

[0039] Jedoch lässt sich das Prinzip der Erfindung auch auf beliebige andere Bauformen von elektrischen Motoren anwenden, vor allem auch auf solche in sogenannter wilder Wicklungstechnik, insbesondere Niederspannungsmotoren. Als besonders günstig hat sich dies bei solchen Antrieben mit großen geometrischen Abmessungen erwiesen, bei denen aufgrund einer großen Nutfläche große Ableitkapazitäten bestehen, die zu besonders niedrigen Resonanzfrequenzen  $f_{res}$  führen.

[0040] Solange nämlich solche ausgeprägten Resonanzstellen des Motors weit oberhalb möglicher Systemschwingungen des Umrichtersystems liegen, ist die Gefahr von Resonanzüberhöhungen im Motorsternpunkt gering. Dies ändert sich jedoch, je näher solche Resonanzfrequenzen im Frequenzgang eines Motors gegen Erdpotential in den Bereich von solchen Systemschwingungen des Umrichtersystems gelangen. Dies geschieht in erster Linie durch die Baugröße des Motors selbst. Die Größe eines Motors bedingt die Nutfläche, welche sich ihrerseits auf die Kapazität cm des Motors gegen Erdpotential auswirkt, indem diese Ableitkapazität mit der Größe der Nutfläche zunimmt. Mit zunehmender Ableitkapazität cm des Motors wiederum sinkt die ausgeprägte Resonanzfrequenz  $f_{res}$  des Amplituden-Frequenzgangs des Motors gegen Erdpotential und kommt somit näher in den Bereich von unerwünschten Systemeigenfrequenzen  $f_{sys}$  des Umrichtersystems. Dies hat zur Folge, dass mit zunehmender geometrischer Abmessung des Motors, z. B. der Baulänge oder dem Durchmesser, ausgeprägte Resonanzfrequenzen näher an diesen kritischen Bereich kommen und das Problem von Resonanzüberhöhungen zunimmt.

[0041] Dem wirkt die vorliegende Erfindung mit den voranstehend beschriebenen Maßnahmen wirksam und effektiv entgegen, indem ein Weg geschaffen wird, um den Frequenzgang des Motors gegen Erdpotential so zu verändern, dass praktisch keine ausgeprägten Resonanzüberhöhungen  $f_{res}$  in der Nähe der Systemeigenfrequenzen  $f_{sys}$  des in Fig. 1 gezeigten Umrichtersystems mehr zu liegen kommen.

[0042] Weitere Details und Vorteile der Erfindung ergeben sich anhand der folgenden Darstellung eines vorteilhaften Ausführungsbeispiels und in Verbindung mit den weiteren Figuren. Dabei sind Elemente mit gleicher Funktionalität mit den gleichen Bezugszeichen gekennzeichnet. Es zeigt:

[0043] Fig. 1 ein Blockschaltbild eines Umrichtersystems mit Drehstrommotor an einem Umrichter mit Spannungszwischenkreis und einem geregelten Eingangsstromrichter sowie Netzeingangsdrossel im Hochsetzstellerbetrieb,

[0044] Fig. 2 ein Ersatzschaltbild des durch die in Fig. 1 gezeigte Anordnung eines Umrichtersystems gebildeten passiven Kreises im Hinblick auf Systemschwingungen,

[0045] Fig. 3 eine Prinzipskizze einer in einem Motor gebildeten Kettenleiterstruktur,

[0046] Fig. 4 eine Prinzipskizze zur systemtheoretischen Darstellung des Wirkungspfades der Spannungen gegen Erdpotential vom Netz bis zum Motorsternpunkt,

[0047] Fig. 5 eine schematische Blockdarstellung einer Topologie in einem Umrichterverband,

[0048] Fig. 6 eine Prinzipskizze einer symmetrischen Ansteuerung des Motors aus dem Spannungszwischenkreis anhand von zwei Phasen L1 und L2,

[0049] Fig. 7 ein Zeitdiagramm des Spannungsverlaufs zwischen diesen beiden Phasen L1 und L2 in Gegenüberstellung zu den Schaltzuständen des Wechselrichters W,

[0050] Fig. 8 ein Zeitdiagramm des Spannungsverlaufs der Phase L1 gegen Erde,

[0051] Fig. 9 ein entsprechendes Zeitdiagramm des Spannungsverlaufs der Phase L2 gegen Erde,

[0052] Fig. 10 eine Prinzipskizze einer asymmetrischen Ansteuerung des Motors aus dem Spannungszwischenkreis als Gleichtaktsystem zur Betrachtung Phase gegen Erde,

[0053] Fig. 11 ein Zeitdiagramm des asymmetrischen Spannungsverlaufs der Phasen L1 und L2 gegen Erde,

[0054] Fig. 12 ein entsprechendes Zeitdiagramm des Gleichanteils des asymmetrischen Spannungsverlaufs der Phasen L1 und L2 gegen Erde,

[0055] Fig. 13 ein entsprechendes Zeitdiagramm des Wechselanteils des asymmetrischen Spannungsverlaufs der Phasen L1 und L2 gegen Erde,

[0056] Fig. 14 einen Amplituden-Frequenzgang eines beliebigen Motors gegen Erde zur Darstellung der Übertragungsfunktion  $H_2(s)$ ,

[0057] Fig. 15 einen Amplituden-Frequenzgang eines Motors gegen Erde ohne Berücksichtigung der mit steigender Frequenz zunehmenden Eigendämpfung zur Darstellung der Übertragungsfunktion  $H_2(s)$ ,

[0058] Fig. 16 eine Prinzipskizze einer Kettenleiterstruktur aus Vierpolen aufgebaut,

[0059] Fig. 17 ein beispielhaftes Wicklungsschema einer Motorwicklung in Polspulentechnologie,

[0060] Fig. 18 eine Querschnittsansicht der Einbaulage dieser Polspulen im Blechpaket,

[0061] Fig. 19 das asymmetrische Ersatzschaltbild einer solchen Anordnung nach Fig. 17 und Fig. 18,

[0062] Fig. 20 die gleiche Kettenleiterstruktur wie in Fig. 3 mit einer erfindungsgemäßen angepassten Impedanz gegen Erde und

[0063] Fig. 21 einen Vergleich des Amplituden-Frequenzgangs (Amplitudenverlauf über die Frequenz) mit und ohne angepasster Impedanz gegen Erde.

[0064] Die Fig. 1 bis Fig. 3 wurden bereits eingangs zur besseren Verständlichkeit der der Erfindung zugrunde liegenden Problematik erläutert, wobei an dieser Stelle noch einmal darauf hingewiesen sein soll, dass bereits das Erkennen der Problematik der Systemschwingungen eines Umrichtersystems nach Fig. 1, vor allem mit Netzeingangsdrossel  $L_K$  im Hochsetzstellerbetrieb in Verbindung mit einem Motor mit Kettenleiterstruktur K, und deren Ursache aus dem Stand der Technik nicht bekannt sind. Bereits darin ist somit eine erhebliche Leistung der vorliegenden Erfindung zu sehen.

[0065] Zunächst soll ein solches in Fig. 1 gezeigtes Umrichtersystem systemtheoretisch im Hinblick auf einen Wirkungspfad vom Netz bis zum Motorsternpunkt betrachtet werden. Dazu zeigt Fig. 4 eine entsprechende Prinzipskizze mit der eingangsseitigen Netzspannung  $U_N$  gegen Erde, die über den Umrichterverband mit einer ersten Übertragungsfunktion  $H_1(s)$  in die Spannung  $U_{p600}$  der positiven Zwischenkreisschiene gegen Erde umgesetzt wird. Im Motor wird diese Spannung  $U_{p600}$  über eine zweite Übertragungsfunktion  $H_2(s)$  in eine am Motorsternpunkt S anstehende Spannung  $U_S$  gegen Erde umgesetzt.

- [0066] Dabei ist zu berücksichtigen, dass in der Praxis häufig mehrere Motoren an einem Umrichterverband betrieben werden, indem mehrere Wechselrichter  $W_1$  bis  $W_3$  mit angeschlossenen Motoren  $M_1$  bis  $M_3$  aus der Zwischenkreisspannung  $U_{ZK}$  gespeist werden. Die Darstellung nach Fig. 5 zeigt ein Beispiel einer Topologie eines solchen Umrichterverbands. Aus dem Netz N wird über die Filteranordnung F der Eingangsstromrichter E gespeist, welcher mehrere Wechselrichter  $W_1$  bis  $W_3$  mit angeschlossenen Motoren  $M_1$  bis  $M_3$  aus der Zwischenkreisspannung  $U_{ZK}$  speist.
- [0067] Zwischen den jeweiligen Wechselrichtern  $W_1$  bis  $W_3$  an den angeschlossenen Motoren  $M_1$  bis  $M_3$  ist hinsichtlich der Systemschwingungen zu berücksichtigen, dass auf Seiten des Umrichterverbands mit N, F, E,  $W_1$  bis  $W_3$  als Systemeigenfrequenz  $f_{sys}$  vorliegt, welche die Resonanzfrequenz  $f_{res}(sys)$  des Systems beschreibt. Die Motoren  $M_1$  bis  $M_3$  hingegen weisen ihrerseits eine eigene Resonanzfrequenz  $f_{res}$  auf, die der Eigenfrequenz  $f_{res}(mot)$  des jeweiligen Motors entspricht.
- [0068] Die in Fig. 4 angestellte systemtheoretische Betrachtung erfolgt somit getrennt für den jeweiligen Motor, weshalb der Umrichterverband mit der Übertragungsfunktion  $H_1(s)$  bei einer Topologie, wie in Fig. 5 gezeigt, den Filter F, die Induktivität  $L_K$ , den Eingangsstromrichter E, alle Wechselrichter W, alle anderen Motoren M sowie alle Leitungen LT umfasst.
- [0069] In einem solchen oder einem Umrichterverband allgemein kann sich, wie eingangs beschrieben, eine Systemschwingung ausbilden, die insbesondere durch das Takten einer Einspeisung E und in geringerem Maße auch durch das Takten der Wechselrichter W der Achsmodule angeregt wird. Dieses Takten bewirkt ein periodisches Umladen der parasitären Kapazitäten, die bereits anlässlich von Fig. 1 beschrieben wurden.
- [0070] Betrachtet man die Netzspannung  $U_N$  als Eingangsgröße, dann wird diese mit der Übertragungsfunktion  $H_1(s)$  auf die Ausgangsgröße  $U_{P600}$  (bei Betrachtung der positiven Zwischenkreisschiene P600) abgebildet. Die Spannung  $U_{P600}$  liegt, bis auf 600 V Gleichanteile, gleichtaktig an den Motorklemmen an, was einem asymmetrischen System bzw. Nullsystem entspricht.
- [0071] Die Motorleitung LT kann theoretisch sowohl  $H_1(s)$  als auch  $H_2(s)$  zugeordnet werden. Qualitativ gelten die Aussagen für beide Fälle. Hier soll die Motorleitung LT – wie erwähnt – zu  $H_1(s)$  gehören. Im betrachteten Frequenzbereich ist die Leitung LT als elektrisch kurz anzusehen.
- [0072] Wie bereits geschildert, hat der dadurch gebildete und in Fig. 2 gezeigte passive Kreis eine natürliche Resonanzfrequenz  $f_{res}(sys)$  bzw.  $f_{sys}$ , auf die sich dieses System einschwingt. Als Folge bekommen die Potenziale der Zwischenkreisschienen P600 und M600 zusätzlich zu den betriebsbedingten Verschiebungen mit beispielsweise 600 V Amplitude eine zusätzliche unerwünschte Schwingung mit einer Amplitude von bis zu einigen hundert Volt aufmoduliert.
- [0073] Dies hat zur Folge, dass die Ausgangsspannungen des Wechselrichters W gegen Erde nicht mehr blockförmig sind, wie dies zwischen zwei Phasen U, V, W der Fall ist, sondern die Ausgangsspannungen stellen Ausschnitte aus den Systemschwingungen auf die Zwischenkreisschienen P600 und M600 dar.
- [0074] Dies lässt sich am besten veranschaulichen, wenn man die in Fig. 6 gezeigte Prinzipskizze einer symmetrischen Ansteuerung des Motors M aus dem Spannungszwischenkreis  $C_{ZK}$  anhand von zwei beispielhaften Phasen L1 und L2 zugrunde legt. Es ist der Zwischenkreis mit der Zwischenkreiskapazität  $C_{ZK}$  und den Zwischenkreisschienen P600 und M600 gezeigt, aus dem über einen vereinfachten Wechselrichter in Brückenschaltung mit den Schaltern S1 bis S4 eine Spannung  $U_{L1L2}$  bzw. ein Strom  $i$  zur Speisung zweier im Motorsternpunkt S verbundener Stränge L1 und L2 des Motors M mit jeweiligen Induktivitäten  $L_H$  erfolgt. Der Motor weist die bereits erläuterte Ableitkapazität  $C_M$  gegen Erdpotenzial auf.
- [0075] Die Darstellung nach Fig. 7 zeigt den Verlauf der Spannung  $U_{L1L2}$  zwischen den Phasen L1 und L2 über die Zeit t gegenübergestellt mit den jeweiligen Schaltzuständen der Schalter S1 bis S4 der Brücke des Wechselrichters W, welche darunter ebenfalls über die Zeit t aufgetragen sind. Die Schalter S1 und S2 stellen den ersten Brückenast, die Schalter S3 und S4 den zweiten Brückenast dar. Dabei sind Schalter einer Phase immer invers zueinander, da andernfalls der Zwischenkreis kurzgeschlossen würde.
- [0076] Zur Veranschaulichung der Schaltzustände der beiden Brückenäste S1/S2 und S3/S4 sind die vier Zustände 1, 2, 3 und 4 angenommen. Im Zustand 1 gilt  $S1 = 0$ ,  $S2 = 1$  und  $S3 = 0$ ,  $S4 = 1$  mit dem Zustand "—" für die Phasen L1 und L2. In diesem Fall werden also sogenannte Nullzeiger NZ geschaltet und zwischen den Phasen L1 und L2 liegt keine Spannung  $U_{L1L2}$  an.
- [0077] Im Zustand 2 gilt  $S1 = 1$ ,  $S2 = 0$  und  $S3 = 0$ ,  $S4 = 1$ . Daraus resultiert der Zustand "+—" mit einer Spannung  $U_{L1L2}$  von 600 V zwischen den Phasen L1 und L2.
- [0078] Im Zustand 3 gilt  $S1 = 1$ ,  $S2 = 0$  und  $S3 = 1$ ,  $S4 = 0$ . Daraus resultiert der Zustand "++", es werden also wiederum sogenannte Nullzeiger NZ geschaltet und zwischen den Phasen L1 und L2 liegt keine Spannung  $U_{L1L2}$  an.
- [0079] Im Zustand 4 schließlich gilt  $S1 = 0$ ,  $S2 = 1$  und  $S3 = 1$ ,  $S4 = 0$ . Daraus resultiert der Zustand "-+" mit einer Spannung  $U_{L1L2}$  von -600 V zwischen den Phasen L1 und L2. Anschließend beginnt eine neuer Zustand 1 usw.
- [0080] In der Darstellung nach Fig. 8 ist ebenfalls für diese Zustände 1 bis 4 der Verlauf der Spannung an der Phase L1 gegen Erde über die Zeit t gezeigt, also asymmetrisch betrachtet. Dabei ist das vorangehend geschilderte Phänomen zu erkennen, wonach der Spannungsverlauf nicht ideal blockförmig ist, sondern die unerwünschten Systemschwingungen des Umrichtersystems aus Fig. 1 bzw. Fig. 4 mit einer beispielhaften Amplitude von ca. 150 V aufmoduliert sind. Das gleiche gilt u. U. mit einer konstanten Amplitudenverschiebung für den asymmetrischen Spannungsverlauf der Phase L2 gegen Erde, der in Fig. 9 gezeigt ist. Man erkennt, dass beide Phasen L1 und L2 und damit auch die Zwischenkreisschienen P600 und M600 gleichtaktig schwingen. D. h. diese werden stets "parallel" verschoben, also ohne eine Phasenverschiebung.
- [0081] Daran wird deutlich, dass das Problem möglicher Resonanzüberhöhungen im wesentlichen durch asymmetrische Ströme  $i$  hervorgerufen wird. Aus diesem Grund lohnt sich die Betrachtung der Anordnung als Gleichtaktsystem, wie diese ausschnittsweise in Fig. 10 in Form einer Prinzipskizze einer asymmetrischen Ansteuerung des Motors M aus dem Spannungszwischenkreis  $C_{ZK}$  gezeigt ist. Dabei wird somit davon ausgegangen, dass alle Motorphasen U, V, W bzw. L1 bis L3 eine durch die Motorwicklung bedingte Induktivität  $L_m$  bilden, die durch die Ableitkapazität  $c_m$  gegen Erde abgeschlossen wird.

[0082] Betrachtet man nun wiederum die beiden Phasen L1 und L2, nunmehr jedoch gemeinsam im Gleichtaktsystem (im folgenden mit L1&&L2 gekennzeichnet), so ergibt sich der in Fig. 11 gezeigte Verlauf der Spannung gegen Erde. Aus der aus Fig. 6 und Fig. 7 erkennbaren "parallelen" Verschiebung der einzelnen Phasen L1, L2 kann im Gleichtaktsystem für L1&&L2 in den Zuständen 2 und 4 kein Gleichtaktsignal skizziert werden, weil hier die Phasen L1 und L2 auf unterschiedlichem Potential liegen (im skizzierten Fall beträgt der Abstand eine Gleichspannung von 600 Volt). Weil nur zwei Phasen betrachtet werden, liegen diese im Mittel gleichtaktig bei 0 Volt. In den übrigen Zuständen 1 und 3 entspricht der Spannungsverlauf von L1&&L2 dem von L1 in Fig. 8 und L2 in Fig. 9.

[0083] Der in Fig. 11 gezeigte Spannungsverlauf von L1&&L2 im Gleichtaktsystem lässt sich dabei in eine Grundwelle GW und eine Oberwelle OW trennen. Diese sind getrennt in Fig. 12 und Fig. 13 gezeigt.

[0084] Aus der Darstellung nach Fig. 12 ist der Spannungsverlauf der Grundwelle GW zu entnehmen. Dabei wird deutlich, dass dieser die gewünschten blockförmigen Schaltzustände beschreibt mit -300 V in Zustand 1, 0 V in den Zuständen 2 und 4 aufgrund der "parallelen" Verschiebung und +300 V im Zustand 3. Die in Fig. 13 gezeigte Oberwelle OW des Spannungsverlaufs L1&&L2 beschreibt einen im wesentlichen konstanten sinusförmigen Verlauf mit einer Amplitude von beispielhaft 150 V.

[0085] Die Oberwelle bzw. Systemschwingung liegt somit in allen Zuständen 1 bis 4 am Motor M an, wodurch dieser Phase-Erde-Schwingkreis, wie in Fig. 2 gezeigt, im Motor M ständig angeregt wird. Wenn diese Systemschwingung nun in der Nähe einer Motoreigenfrequenz liegt bzw. der Motor M eine ausgeprägte Resonanz in der Nähe der Frequenz der Systemschwingung aufweist, kann es zu unerwünschten Resonanzüberhöhungen kommen. Ein "maximales" Aufschwingen dieses Phase-Erde-Schwingkreises wird in der Regel lediglich durch die Brüche in der Oberwelle aufgrund des Schaltens von einem Zustand in den nächsten verhindert.

[0086] Im Hinblick auf die vorangehend erwähnte systemtheoretische Betrachtung der Problematik nach Fig. 4 hängt die Amplitude einer solchen Systemschwingung  $f_{sys}$  dabei im wesentlichen von zwei Faktoren ab. Dies ist zum einen die intrinsische Dämpfung im System, die umgekehrt proportional zur Güte des Schwingkreises ist, wobei die Dämpfung mit steigender Frequenz zunimmt. Zum anderen ist es die Anregung, d. h. die Art der Einspeisung (z. B. Diodeneinspeisung oder geregelte Einspeisung) und die Höhe der Zwischenkreisspannung  $U_{ZK}$ .

[0087] Besonders ausgeprägte Systemeigenschwingungen lassen sich damit bei Umrichtersystemen beobachten, die viele Achsmodule W und Motoren M sowie lange Motorleitungen LT haben.

[0088] Der Frequenzbereich der Systemeigenschwingungen  $f_{sys}$  reicht dabei in der Regel von ca. 10 kHz für große Umrichtersysteme bis über 50 kHz für kleinere Umrichtersysteme.

[0089] Amplitude und Frequenz hängen somit von der Konfiguration und dem Ausbaugrad des Systems ab, z. B.:

- Art der Einspeisung E (geregelt oder ungeregelt)
- Anzahl der Achsen bzw. Motoren M, die an einem Umrichtersystem UR betrieben werden
- Länge der Leistungsleitungen LT

[0090] Es bleibt somit an dieser Stelle festzuhalten, dass Umrichtersysteme mit Spannungszwischenkreis Eigenschwingungen der Zwischenkreisschienen P600, M600 gegen Erde aufweisen können. Diese sind besonders ausgeprägt bei mehrachsigen Systemen und bei geregelten Netzeinspeisungen im Eingangsstromrichter E, vor allem im Hochsetzstellerbetrieb. Damit wird der Motor M im asymmetrischen System unabhängig von den Pulsmustern der einzelnen Phasen U, V, W bzw. L1 bis L3 nahezu monofrequent angeregt. Mit der Übertragungsfunktion  $H_2(s)$  wird diese Anregung auf die Ausgangsseite, nämlich die Spannung  $U_S$  am Sternpunkt S gegen Erde, abgebildet.

[0091] Alle elektrischen Motoren M, gleich welcher Bauform, haben qualitativ den in der Darstellung nach Fig. 14 gezeigten Amplituden-Frequenzgang  $A(f)$  ihrer Übertragungsfunktion  $H_2(s)$  gegen Erde. Dieser weist eine ausgeprägte Resonanzfrequenz  $f_{res}(mot)$  bzw.  $f_{res}$  auf. Die Übertragungsfunktion  $H_2(s)$  kann dabei beschrieben werden als:

$$H_2(s) = U_{P600}/U_S$$

[0092] Die Frequenz der ausgeprägten Resonanzüberhöhung des Motors hängt von den induktiven und kapazitiven Elementen im Motor gegen Erde ab und bestimmt sich damit nach:

$$f_{res} \propto \frac{1}{\sqrt{L_M \cdot C_M}}$$

[0093] mit  $L_M = f(L_{PE})$  als wirksamer Induktivität und  $C_M = f(C_{PE})$  als wirksamer Kapazität des Motors M gegen Erdpotential PE bzw. im Nullsystem. Die genauen Funktionen hängen dabei vom jeweiligen Messverfahren und den verwendeten Ersatzschaltbildern ab.

[0094] Bei mehreren Sternpunkten S liegt eine Parallelschaltung identischer Schwingkreise vor. Die Kapazität pro Schwingkreis bestimmt sich dabei nach:

$$\bar{C} \propto \frac{C_M}{Anz_S}$$

[0095] Die Induktivität hängt von der Anzahl der in Reihe geschalteten Spulen ab, wobei vor allem in der Polspulentechnik mehrere Sternpunkte S vorkommen. Da die einzelnen Spulen als magnetisch voneinander entkoppelt angesehen werden können, gilt ferner:

$$\tilde{L} \propto \frac{n_{1s}}{\text{Anz}_s}$$

- 5 mit  $n_{1s}$  als Anzahl der Spulenbaugruppen bei einem Sternpunkt S und  $\text{Anz}_s$  der Anzahl der Sternpunkte S.  
 [0096] Damit gilt für Motoren gleicher Baugröße, aber unterschiedlicher Verschaltung identischer Spulengruppen:

$$10 \quad f_{\text{res}} \propto \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\text{Anz}_s} \cdot \frac{1}{\text{Anz}_s}}} \propto \text{Anz}_s$$

- [0097] Der Einfluss der Motorgröße auf die Resonanzfrequenz  $f_{\text{res}}$  kann folgendermaßen abgeschätzt werden:

$$15 \quad C = \frac{\varepsilon \cdot A}{d}$$

mit

- 20  $A \propto \text{Nutfläche} \propto D \cdot LG$ ,

wobei D den Durchmesser und LG die Länge des Motors darstellen.

- [0098] Damit gilt für den Einfluss der Motorgröße bei ansonsten konstanten Eigenschaften:

$$25 \quad f_{\text{res}} \propto \frac{1}{\sqrt{\text{Nutfläche}}} \propto \frac{1}{\sqrt{D \cdot LG}}$$

[0099] Ohne Berücksichtigung der mit steigender Frequenz  $f$  zunehmenden Eigendämpfung aufgrund von Wirbelstromverlusten, Ummagnetisierungen etc. und insbesondere, wenn der Motor M als Kettenleiter K verstanden wird, was vor allem bei Motoren in Polspulentechnologie aufgrund der in Reihe geschalteten Spulengruppen makroskopisch plausibel erscheint, ergibt sich der in Fig. 15 gezeigte Amplituden-Frequenzgang  $A(f)$ . Dieser weist mehrere lokale Maxima auf, welche mehrere Resonanzfrequenzen  $f_{\text{res}1}$  bis  $f_{\text{res}n}$  beschreiben, wobei die erste Resonanzüberhöhung  $f_{\text{res}1}$ , die bei der niedrigsten Frequenz liegt, dominant ist und damit die bestimmende bzw. ausgeprägte Resonanzfrequenz  $f_{\text{res}}$  darstellt.

- 35 [0100] Es existieren somit Frequenzen, bei denen am Motorsternpunkt S wesentlich höhere Spannungen auftreten als an den Eingangsklemmen des Motors M, die beispielsweise um den Faktor 3 bis 4 höher liegen. Dabei ist festzustellen, dass die Resonanzüberhöhung umso höher ist, je niedriger  $f_{\text{res}}$  liegt. Besonders gefährdet sind somit geometrisch große Torquemotoren, bei denen sich über die Nutfläche und mehrere Sternpunkte S besonders leicht Resonanzstellen  $f_{\text{res}}$  bilden lassen, die in der Nähe oder genau auf der Frequenz  $f_{\text{sys}}$  der Systemeigenschwingungen liegen.

- 40 [0101] Diese Erkenntnisse sind bedeutsam, wenn man sich die Kettenleiterstruktur K vor Augen hält, wie sie in Fig. 3 gezeigt ist. Eine solche kann nämlich nicht nur makroskopisch bei Motoren in Polspulentechnologie angenommen werden, sondern im Prinzip auch bei anderen Bauformen. Dazu kann man den Motor M mit seiner Motorwicklung auch ganz allgemein als einen aus gleichen Vierpolen V1 bis Vn zusammengesetzten mikroskopischen Kettenleiter K betrachten, wie er in der Darstellung nach Fig. 16 gezeigt ist. Jeder Vierpol V1 bis Vn umfasst dabei eine Induktivität L, die mit einem ohmschen Widerstand R in Reihe geschaltet ist. Die Ausgangsspannung fällt dabei parallel zu einer Kapazität C ab, die mit L und R als Spannungsteiler geschaltet ist.

- 45 [0102] Zur Verdeutlichung dieses Aufbaus soll zunächst noch einmal näher auf die Kettenleiterstruktur K eingegangen werden. Dazu ist in den Fig. 17 bis 19 der Aufbau einer Motorwicklung in Polspulentechnologie deren asymmetrischem elektrischen Ersatzschaltbild gegenübergestellt. In der Darstellung nach Fig. 17 ist beispielhaft eine Spulengruppe in der Phase U gezeigt. Eine jede Spulengruppe der Motorwicklung MW, bestehend aus mehreren hintereinandergeschalteten Polspulen PS1 bis PS3, sofern es sich um einen Aufbau in Polspulentechnik handelt, bildet bezüglich Erde einen makroskopischen LC-Kettenleiter mit einer Induktivität L und einer Kapazität C. Anfang und Ende dieses Kettenleiters K sind Eingangsklemme und Sternpunkt S des Motors M. Dieser Kettenleiter K hat, wie vorangehend dargestellt, mehrere Resonanzfrequenzen  $f_{\text{res}}$ .

- 50 [0103] Wird ein solcher Kettenleiter am Anfang (Phase gegen Erde) z. B. sinusförmig mit seiner niedrigsten Eigenfrequenz  $f_{\text{res}}$  erregt, welche in der Regel am ausgeprägtesten ist, so kann er am Ende (Sternpunkt S gegen Erde) eine wesentlich höhere Spannung liefern als am Anfang. Diese Spannung kann im ungünstigsten Fall bis zum Durchschlag der Hauptisolation in der Nähe des Sternpunkts S führen.

- 55 [0104] Eine solche sinusförmige Erregung kann vor allem durch eine im vorangehenden beschriebene ungewollte Systemschwingung  $f_{\text{sys}}$  des gesamten Umrichtersystems erfolgen, welche den gewollten Schaltvorgängen in den Leistungsteilen überlagert ist.

- 60 [0105] Der beschriebene Mechanismus ist am deutlichsten im Stillstand ausgeprägt, da hier alle Phasen U, V, W bzw. L1, L2, L3 gleichzeitig geschaltet werden. Die Eigenfrequenzen und Dämpfungen des Kettenleiters K hängen von Aufbau der Motorwicklung ab, z. B. von:

- der Anzahl der Spulen pro Zweig
- der Windungszahl (Induktivität)
- der Gestalt der Spulen (Kapazität)



– dem Verguss (Kapazität)

[0106] Die Darstellung nach Fig. 18 verdeutlicht, wie aus einem beispielhaften Wicklungsschema nach Fig. 17 und der Einbaulage der Polspulen im Blechpaket B das asymmetrische Ersatzschaltbild einer solchen Anordnung nach Fig. 19 hervorgeht.

[0107] Durch die geordnete Wicklung hat die erste Lage (gekennzeichnet durch ausgefüllte Kreise) einer Polspule PS1 bis PS3 stets eine größere Kapazität C gegenüber dem Blechpaket B (Erdbpotential) als die übrigen Lagen (gekennzeichnet durch nicht ausgefüllte Kreise).

[0108] Die jeweilige Induktivität L wird durch die jeweilige Polspule PS1, PS2, PS3 selbst gebildet, wobei angenommen wird, dass die Gegeninduktivität zwischen den Spulen zunächst vernachlässigt werden kann, da bei den betrachteten Frequenzen (z. B. 20 kHz) das Eisen den magnetischen Fluss nur noch wenig verstärkt und lenkt. Dies wird dadurch bestätigt, dass das Weglassen des Sekundärteils die Messwerte (Frequenz, Amplitude) kaum verändert.

[0109] Die gezeigte Struktur besitzt so viele Kettenleiterglieder ( $n = 3$ ) wie Polspulen PS1 bis PS3. Besteht ein Strang aus m parallelgeschalteten Zweigen (Kettenstrukturen), so sind für den Betrieb mit Nullzeiger NZ (gleichzeitiges Schalten aller Eingangsklemmen) für die Phasen U, V, W somit  $m = 3$  Zweige parallel geschaltet.

[0110] In Fig. 19 nicht eingezeichnet ist die im System vorhandene Dämpfung. Sie soll zunächst als ohmscher Widerstand R einer jeden Induktivität L angesehen werden.

[0111] Im folgenden Beispiel wird für einen Motor M mit Hilfe der Größen  $L_Z$ ,  $C_M$ , m und n die Übertragungsfunktion der in Fig. 16 gezeigten Kettenleiterstruktur aus Vierpolen V1 bis Vn von den Phasenklemmen zum Sternpunkt S berechnet.

[0112] Dabei wird mit  $C_M$  die Wicklungs-Erd-Kapazität sowie mit  $L_Z$ ,  $R_Z$  die Impedanz eines Wicklungszweigs beschrieben. Unter einem Wicklungszweig werden in diesem Fall die hintereinandergeschalteten Spulen von einer Phasen- klemme U, V oder W bis zu einem Sternpunkt S verstanden, wobei eventuell vorhandene Parallelschaltungen innerhalb eines Strangs abgetrennt sind.

[0113] Daraus lassen sich die Parameter eines Kettenleiterglieds bzw. Vierpols folgendermaßen bestimmen:

$$L = \frac{L_Z}{n}$$

$$C = \frac{C_M}{3 \cdot n \cdot m}$$

m: Anzahl der parallelen Zweige

n: Anzahl der Spulen in Reihe

[0114] Für den Verlustwiderstand R der Induktivität L wird zunächst

$$R = \frac{R_Z}{n}$$

gesetzt, wobei der Wert für  $R_Z$  im Reihenmodell beispielsweise bei 10 kHz ermittelt wird.

[0115] Dieser Wert kann nur ein erster Anhaltspunkt sein, da R stark frequenzabhängig ist, und bei einer tieferen Frequenz als den tatsächlich auftretenden Frequenzen ermittelt wird.

[0116] Die Z-Matrix eines einzelnen Vierpol-Glieds  $\underline{Z}_V$  lautet:

$$\underline{Z}_V = \begin{bmatrix} R + sL + \frac{1}{sC} & \frac{1}{sC} \\ \frac{1}{sC} & \frac{1}{sC} \end{bmatrix}$$

[0117] Daraus lässt sich die Kettenmatrix  $\underline{A}_V$  bilden:

$$\underline{A}_V = \begin{bmatrix} s^2 LC + sRC + 1 & sL + R \\ sC & 1 \end{bmatrix}$$

[0118] Die A-Matrix des gesamten Kettenleiters K ist dann:

$$\underline{A}_{ges} = \underline{A}_V^n$$

mit dem Element

$$\underline{A}_{ges}[1,1] = \frac{U_1}{U_2}$$

[0119] Damit ist der Amplituden-Frequenzgang A(s) als komplexe Verallgemeinerung von A(f):

$$A(s) = 20 \lg \left( \frac{1}{|A_{ges}[1,1]|} \right) \text{ in dB}$$

[0120] Nimmt man an, dass der Dämpfungswiderstand R mit der Frequenz zunimmt, so würden die höheren Resonanzfrequenzen noch stärker gedämpft.

[0121] Bildet man aus der A-Matrix des gesamten Kettenleiters K die Z-Matrix so ist das Element  $Z_{in}$  gleich der Eingangsimpedanz des Kettenleiters.

[0122] Daraus ergibt sich die Eingangsimpedanz:

$$Z_{in} = \frac{|Z_{ges}[1,1]|}{m \cdot n} = \frac{1}{m \cdot n} \cdot \frac{|A_{ges}[1,1]|}{|A_{ges}[2,1]|}$$

[0123] Die Darstellung nach Fig. 20 zeigt nun eine Prinzipskizze einer in einem Motor M gebildeten Kettenleiterstruktur K, wie sie anlässlich von Fig. 3 erläutert wurde, nunmehr jedoch mit einer erfindungsgemäßen angepassten Impedanz Z gegen Erde.

[0124] Dies geschieht durch Abschluss (im nachrichtentechnischen Sinn) des Kettenleiters K im Motor M am Motorsternpunkt S durch eine geeignet gewählte Impedanz Z gegen Erde, die vorteilhafterweise eine elektrische Reihenschaltung aus einem ohmschen Widerstand  $R_a$  und einer Kapazität  $C_a$  umfasst.

[0125] Die Auslegung des ohmschen Anteils  $R_a$  hat vorteilhafterweise nach

$$R_a \leq 2 \cdot \frac{1}{3} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}$$

zu erfolgen, um eine befriedigende Dämpfungswirkung bei minimierten Verlusten in der Impedanz zu erreichen. Dabei beschreibt L die Induktivität und C die Ableitkapazität eines Vierpoles V1. .Vn bzw. eines Kettenleiter-LC-Gieds wie in Fig. 16 oder Fig. 19 gezeigt.

[0126] Die Auslegung der Kapazität der erfindungsgemäßen komplexen Impedanz hat vorteilhafterweise nach

$$C_a \geq \frac{1}{2\pi R f_0}$$

mit

$$f_0 \leq \frac{1}{2} \cdot f_{res}$$

mit  $f_{res}$  als ausgeprägter Resonanzfrequenz zu erfolgen, um eine genügend große Zeitkonstante zu erzielen, die somit etwa der Hälfte der niedrigsten Motoreigenfrequenz entspricht.

[0127] Aus der Darstellung nach Fig. 21 ist der Amplituden-Frequenzgang A(f) gegen Erdpotential mit und ohne erfindungsgemäßer Dämpfung durch eine Abschlussimpedanz Z gezeigt. Der ungedämpfte Verlauf entspricht dem in Fig. 15 gezeigten mit der ersten Resonanzfrequenz als ausgeprägteste Resonanzfrequenz  $f_{res}$ . Mit Abschlussimpedanz Z, wie vorangehend beschrieben bemessen, ergibt sich der punktierte Verlauf, wo die Resonanzüberhöhung bei  $f_{res}$  wesentlich geringer ist. Sollte diese also in der Nähe der Systemeigenfrequenz  $f_{sys}$  des Umrichtersystems liegen, so sind keine Resonanzüberhöhungen mit den geschilderten negativen Folgen zu erwarten.

[0128] Dieses Verfahren stellt eine Analogie zum angepassten Abschluss einer Leitung mit ihrem Wellenwiderstand dar. Dadurch entstehen am Leitungsende (hier der Motorsternpunkt S) keine Reflexionen und damit keine Spannungsüberhöhungen.

[0129] Vorteile der Erfindung sind zum einen eine Entlastung des Isoliersystems gegen Erde, was die Zuverlässigkeit und Robustheit des Motors steigert. Zum anderen können teure und die Auslastung des Motors verringernde Zusatzisolierungen im Motor entfallen, weil die Spannungsbelastung in Bereichen bleibt, die nach heutigem Stand der Technik bei Niederspannungsmotoren als mit Standardwerkstoffen beherrschbar gelten.

[0130] Das gleiche Prinzip kann auch bei mehreren Sternpunkten S angewandt werden, wie es z. B. in Linearmotoren oder Torquemotoren der Fall ist. Im Prinzip sind Resonanzüberhöhungen auch bei Motoren in sog. wilder Wicklung (Standard bei Niederspannungsmotoren) vorhanden, so dass die Erfindung sinngemäß auch für diese und andere Motoren als die zur Veranschaulichung gewählten Motoren in Polspulentechnologie einsetzbar ist.

#### Patentansprüche

1. Verfahren zur Bedämpfung von Resonanzüberhöhungen an einem Motorsternpunkt (S) bei einem an einem Spannungszwischenkreis-Umrichter (UR) mit eingangsseitiger Induktivität, insbesondere einer Netzeingangsdrossel ( $L_K$ ), betriebenen elektrischen Motor (M), der aufgrund von Eigenschaften seiner Wicklungsstränge einen Frequenzgang mit mindestens einer Resonanzfrequenz ( $f_{res}$ ) gegen Erdpotential aufweist, indem im Motor (M) am Motorsternpunkt (S) passive elektrische Komponenten (Z) zur Bedämpfung von durch an den Motorphasen (U, V, W) asymmetrisch gegen Erde anregende Systemschwingungen ( $f_{sys}$ ) des Umrichtersystems ( $L_K$ , UR, L, M) in den

Wicklungssträngen hervorgerufenen kapazitiven Ableitströmen gegen Erdpotential vorgesehen werden.

2. Verfahren zur Bedämpfung von Resonanzüberhöhungen an einem Motorsternpunkt (S) bei einem an einem Spannungszwischenkreis-Umrichter (UR) mit eingangsseitiger Induktivität, insbesondere einer Netzeingangsdrossel ( $L_K$ ), betriebenen elektrischen Motor (M), der aufgrund von Eigenschaften seiner Wicklungsstränge einen Frequenzgang mit mindestens einer Resonanzfrequenz ( $f_{res}$ ) gegen Erdpotential aufweist, insbesondere nach Anspruch 1, indem der Motorsternpunkt (S) durch eine Impedanz ( $Z$ ) elektrisch mit Erdpotential verbunden wird. 5

3. Verfahren zur Bedämpfung von Resonanzüberhöhungen an einem Motorsternpunkt (S) bei einem an einem Spannungszwischenkreis-Umrichter (UR) mit eingangsseitiger Induktivität, insbesondere einer Netzeingangsdrossel ( $L_K$ ), betriebenen elektrischen Motor (M) nach Anspruch 2, wobei die Impedanz eine komplexe Impedanz ( $Z$ ) darstellt, die eine Reihenschaltung aus einem ohmschen Widerstand ( $R_a$ ) und einer Kapazität ( $C_a$ ) umfasst. 10

4. Verfahren zur Bedämpfung von Resonanzüberhöhungen an einem Motorsternpunkt (S) bei einem an einem Spannungszwischenkreis-Umrichter (UR) mit eingangsseitiger Induktivität, insbesondere einer Netzeingangsdrossel ( $L_K$ ), betriebenen elektrischen Motor (M) nach Anspruch 3, wobei jeder Wicklungsstrang des Motors (M) einen LC-Kettenleiter (K) bildet und der ohmsche Widerstand ( $R_a$ ) nach 15

$$R_a \leq 2 \cdot \frac{1}{3} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}$$

bemessen wird, wobei L die Induktivität und C die Ableitkapazität eines Kettenleiterglieds der LC-Kettenleiterstruktur (K) darstellen. 20

5. Verfahren zur Bedämpfung von Resonanzüberhöhungen an einem Motorsternpunkt (S) bei einem an einem Spannungszwischenkreis-Umrichter (UR) mit eingangsseitiger Induktivität, insbesondere einer Netzeingangsdrossel ( $L_K$ ), betriebenen elektrischen Motor nach Anspruch 3 oder 4, wobei die Kapazität ( $C_a$ ) nach 25

$$C_a \geq \frac{1}{2\pi R f_0}$$

bemessen wird, wobei 30

$$f_0 \leq \frac{1}{2} \cdot f_{res}$$

mit  $f_{res}$  als ausgeprägter Resonanzfrequenz ist. 35

6. Verfahren zur Bedämpfung von Resonanzüberhöhungen an einem Motorsternpunkt (S) bei einem an einem Spannungszwischenkreis-Umrichter (UR) mit eingangsseitiger Induktivität, insbesondere einer Netzeingangsdrossel ( $L_K$ ), betriebenen elektrischen Motor mit mehreren Motorsternpunkten (S), insbesondere einem Linearmotor oder einem Torquemotor, wobei das Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 5 für jeden Motorsternpunkt (S) durchgeführt wird. 40

7. Verfahren zur Bedämpfung von Resonanzüberhöhungen an einem Motorsternpunkt (S) bei einem an einem Spannungszwischenkreis-Umrichter (UR) mit einer Netzeingangsdrossel ( $L_K$ ) betriebenen elektrischen Motor nach einem der vorangehenden Ansprüche, wobei der Umrichter (UR) mit der Netzeingangsdrossel ( $L_K$ ) zur Einspeisung (E) nach dem Hochsetzstellerprinzip betrieben wird. 45

8. Elektrischer Motor zum Betrieb an einem Spannungszwischenkreis-Umrichter (UR) mit eingangsseitiger Induktivität, insbesondere einer Netzeingangsdrossel ( $L_K$ ), mit einem durch Eigenschaften seiner Wicklungsstränge bedingten Frequenzgang mit mindestens einer Resonanzfrequenz ( $f_{res}$ ) gegen Erdpotential, der am Motorsternpunkt (S) über eine Impedanz ( $Z$ ) elektrisch mit Erdpotential verbunden ist. 50

9. Elektrischer Motor nach Anspruch 8, wobei die Impedanz ( $Z$ ) zur Bedämpfung von durch an den Motorphasen (U, V, W) asymmetrisch gegen Erde anregende Systemschwingungen ( $f_{sys}$ ) des Umrichtersystems ( $L_K$ , UR, L, M) in den Wicklungssträngen hervorgerufenen kapazitiven Ableitströmen gegen Erdpotential dient. 55

10. Elektrischer Motor nach Anspruch 8 oder 9, wobei die Impedanz eine komplexe Impedanz ( $Z$ ) ist, die eine Reihenschaltung aus einem ohmschen Widerstand ( $R_a$ ) und einer Kapazität ( $C_a$ ) umfasst. 60

11. Elektrischer Motor nach Anspruch 10, wobei jeder Wicklungsstrang des Motors (M) einen LC-Kettenleiter (K) bildet und der ohmsche Widerstand ( $R_a$ ) nach 65

$$R_a \leq 2 \cdot \frac{1}{3} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}$$

bemessen ist, wobei L die Induktivität und C die Ableitkapazität eines Kettenleiterglieds der LC-Kettenleiterstruktur (K) darstellen. 60

12. Elektrischer Motor nach Anspruch 10 oder 11, wobei die Kapazität ( $C_a$ ) nach 65

$$C_a \geq \frac{1}{2\pi R f_0}$$

bemessen ist, wobei

$$f_0 \leq \frac{1}{2} \cdot f_{res}$$

5 mit  $f_{res}$  als ausgeprägter Resonanzfrequenz ist.

13. Elektrischer Motor nach einem der Ansprüche 8 bis 12 mit Wicklungssträngen in Polspulentechnik, die eine Kettenleiterstruktur (K) aus Induktivitäten (L) und Ableitkapazitäten (C) bilden, wobei die Impedanz ( $\underline{Z}$ ) zum elektrischen Abschluss der Kettenleiterstruktur (K) dient.

10 14. Elektrischer Motor nach Anspruch 13, wobei die Impedanz ( $\underline{Z}$ ) so ausgeprägt ist, dass diese einen an den Motorphasen (U, V, W) asymmetrisch gegen Erde anregende Gleichtaktströme des Umrichtersystems ( $L_K$ , UR, LT, M) bedämpfenden Abschluss der Kettenleiterstruktur (K) bildet.

15 15. Elektrischer Motor nach einem der Ansprüche 8 bis 12 in sogenannter wilder Wicklungstechnik, insbesondere Niederspannungsmotor, der aufgrund seines geometrischen und/oder elektrischen Aufbaus niedrige Resonanzfrequenzen aufweist.

---

Hierzu 8 Seite(n) Zeichnungen

---

FIG 1

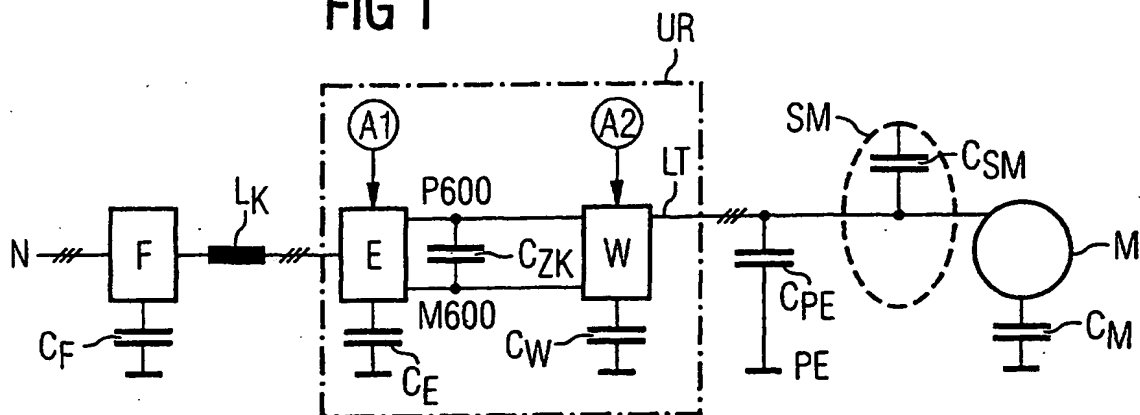


FIG 2

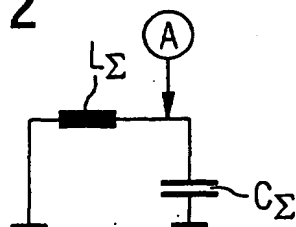


FIG 3

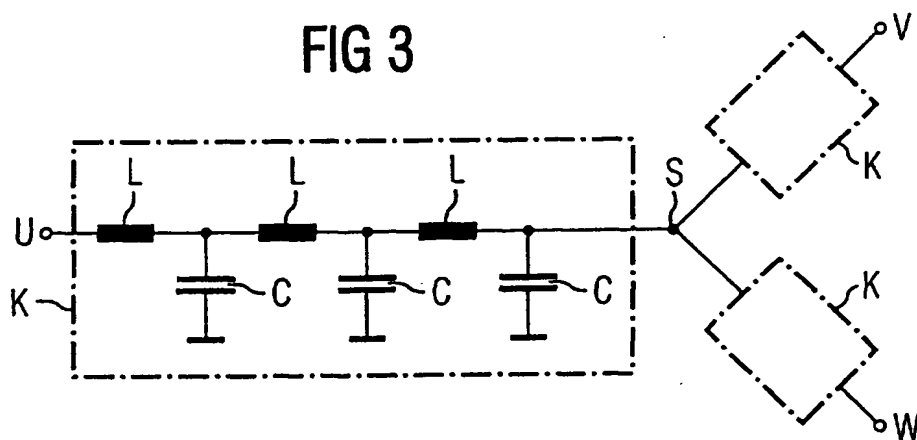


FIG 4

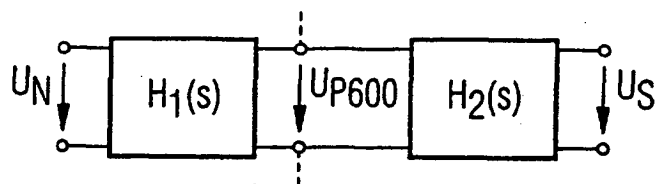


FIG 5

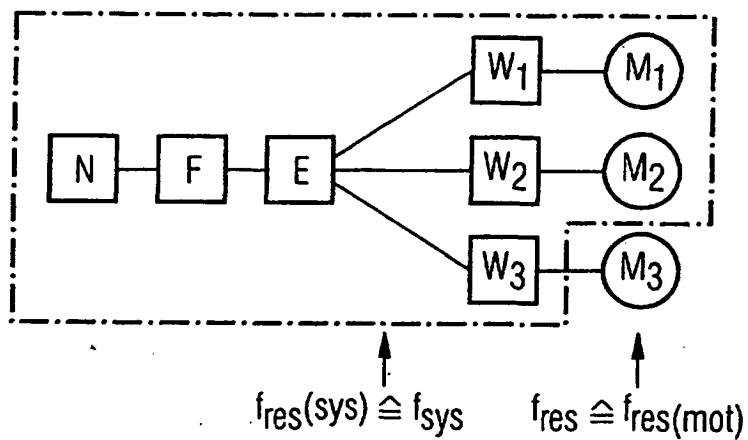


FIG 6

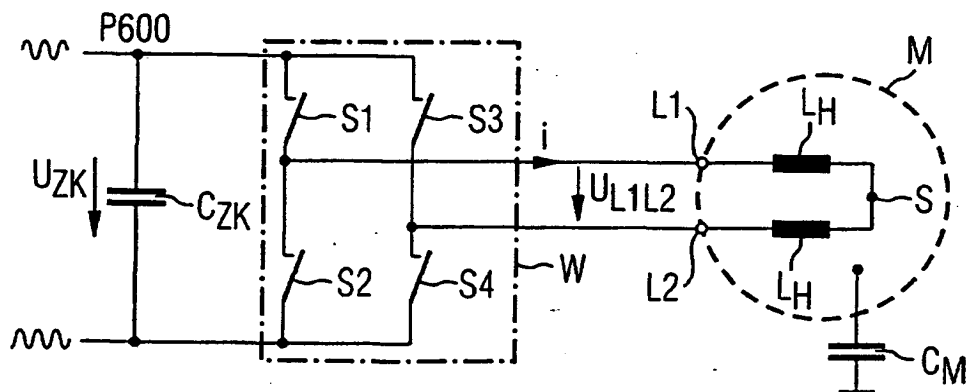


FIG 7

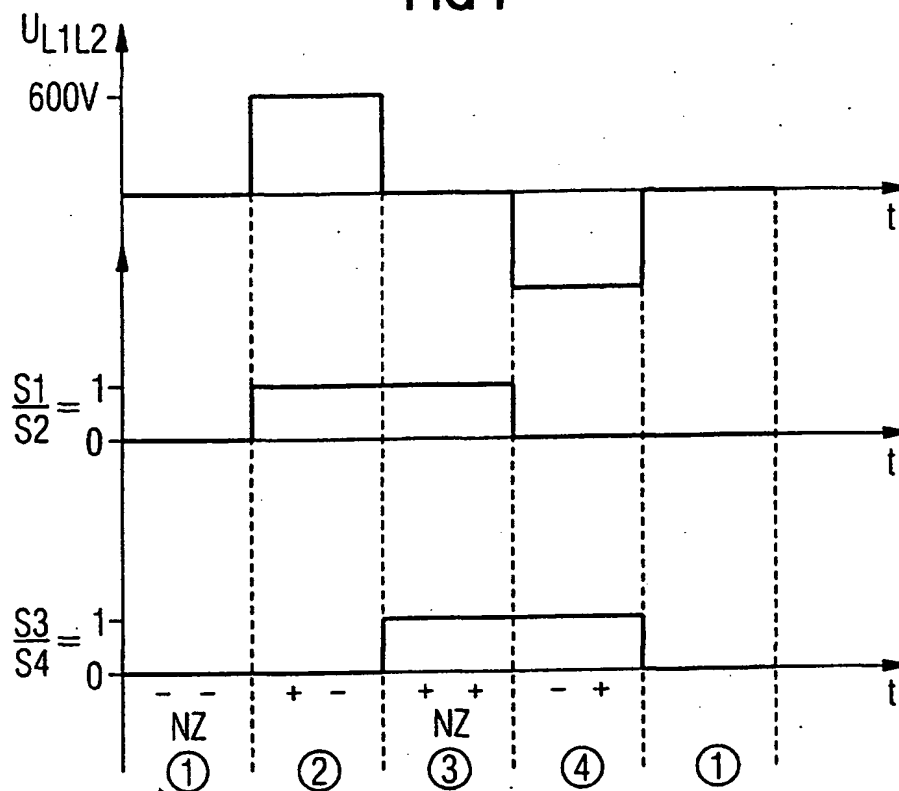


FIG 10

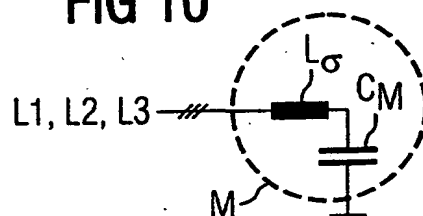


FIG 8

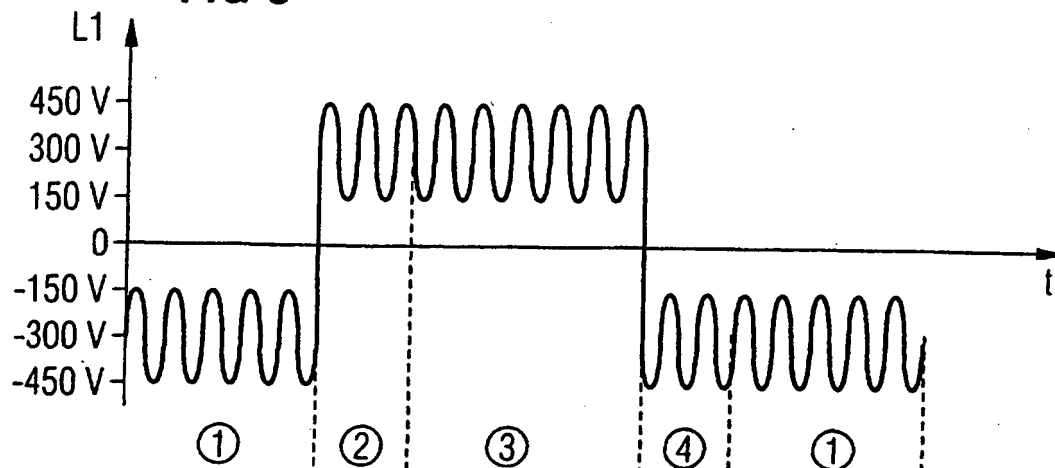


FIG 9

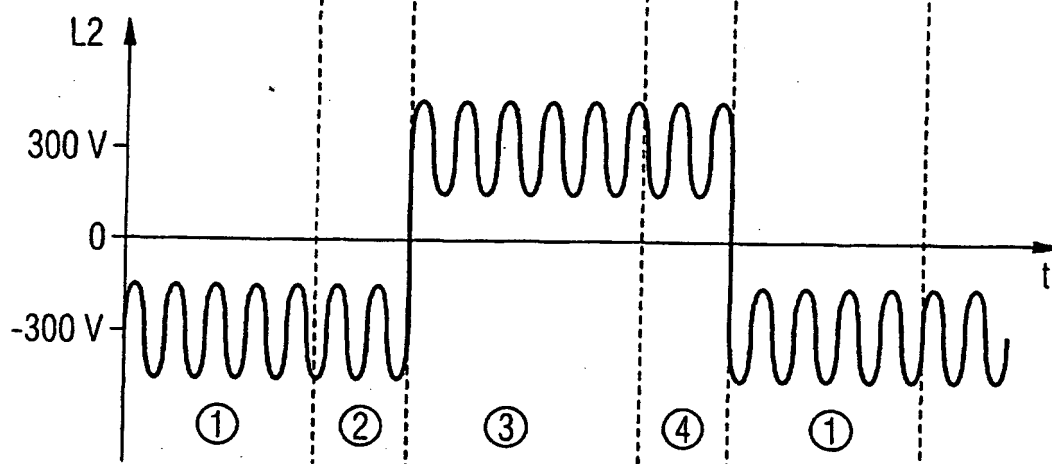




FIG 11

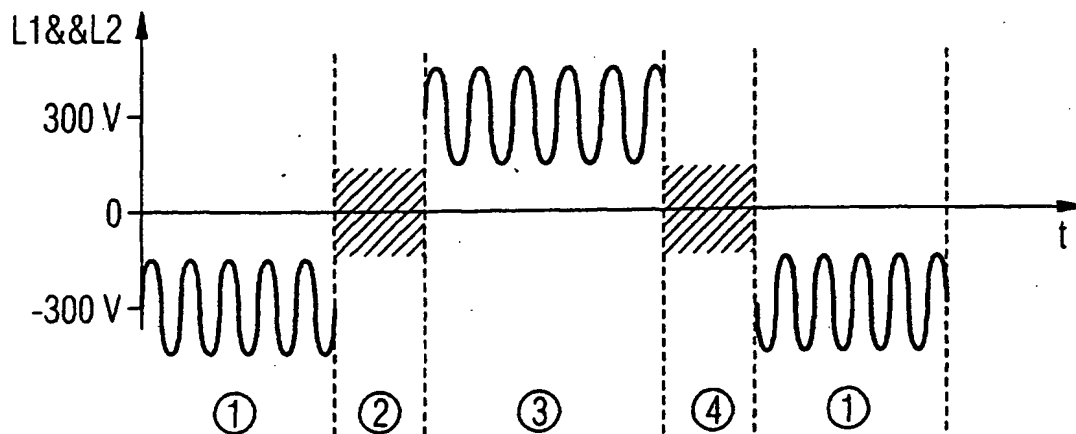


FIG 12

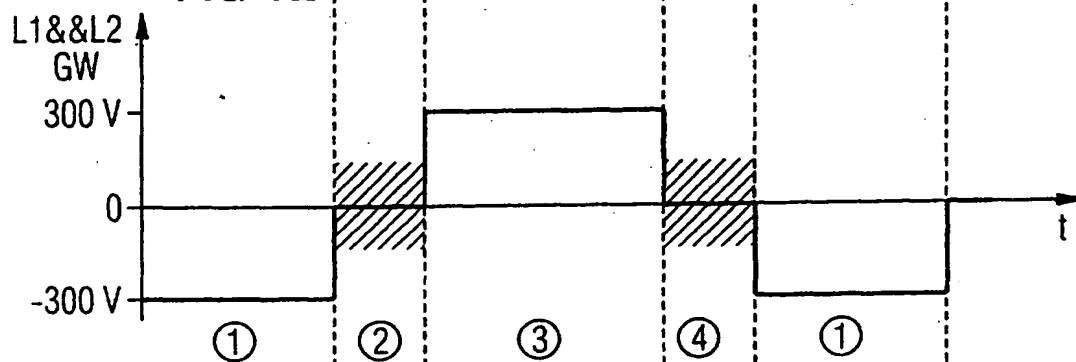


FIG 13

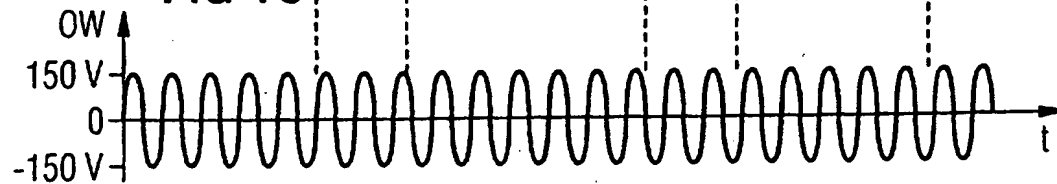


FIG 14

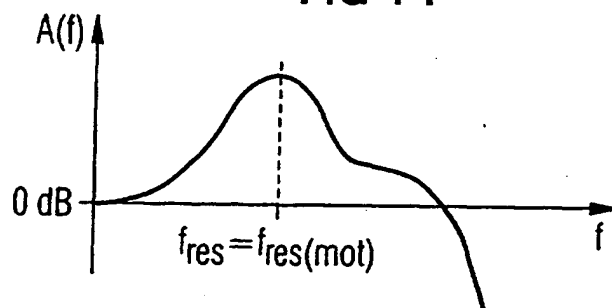


FIG 15

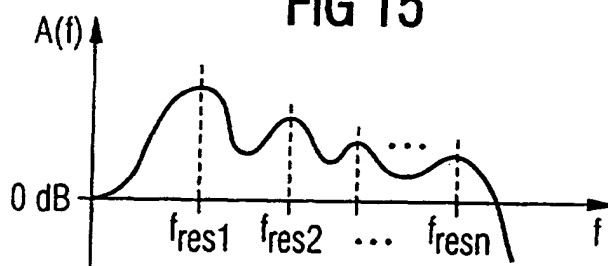


FIG 16

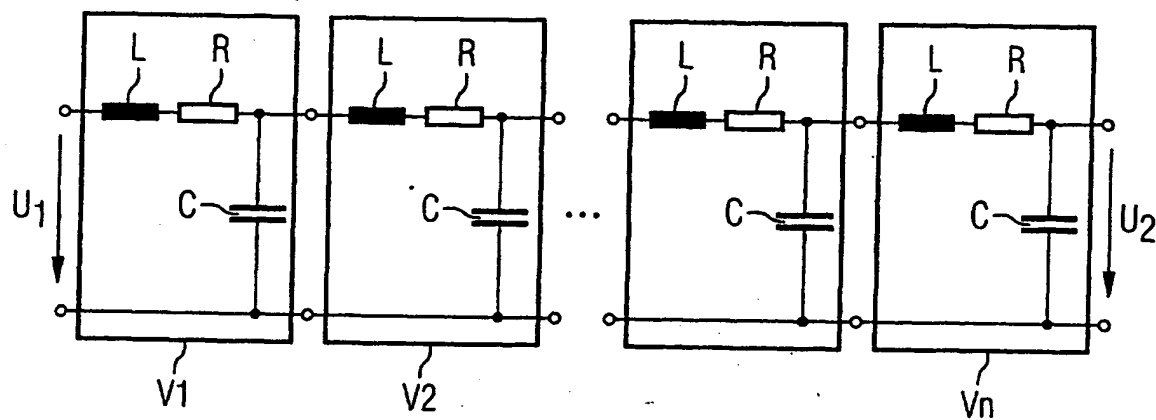


FIG 17

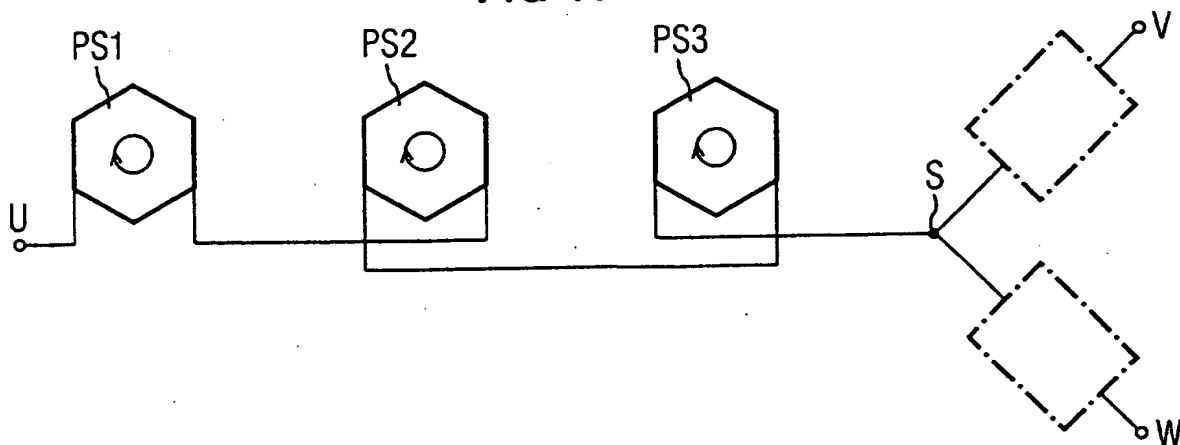


FIG 18

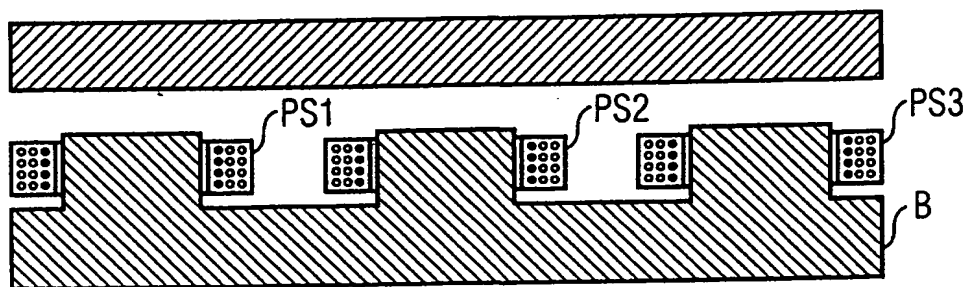


FIG 19

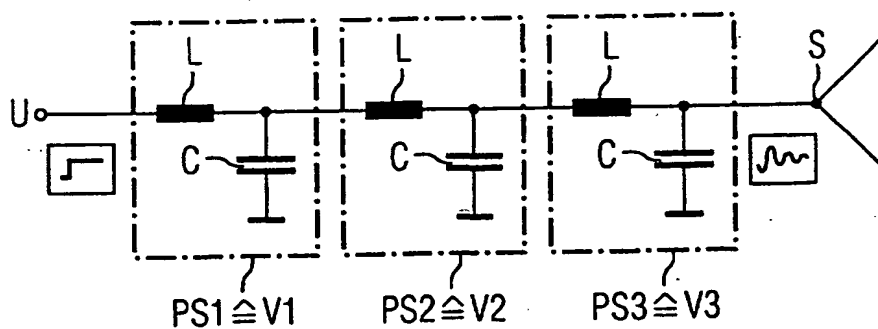


FIG 20

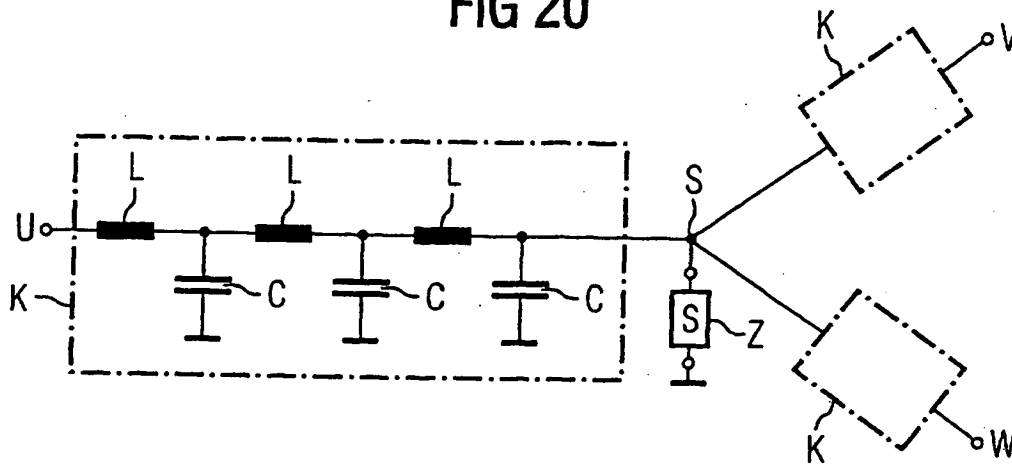
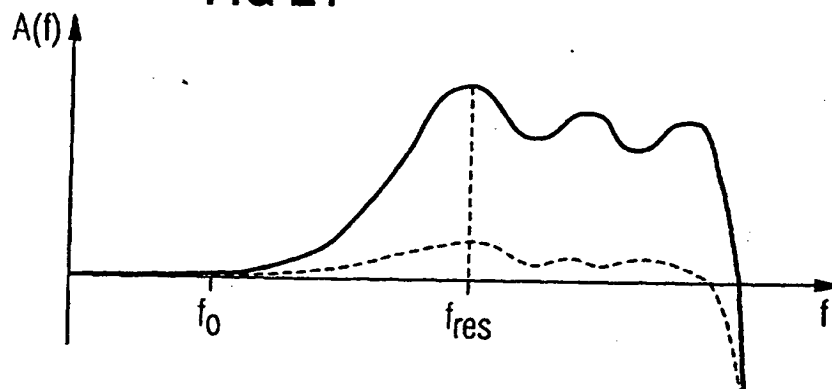


FIG 21



2/9/1

DIALOG(R) File 351:Derwent WPI

(c) 2004 Thomson Derwent. All rts. reserv.

014780068 \*\*Image available\*\*

WPI Acc No: 2002-600774/200265

XRPX Acc No: N02-476218

**Damping resonant increases for electric motor operated by inverter via intermediate circuit, involves using passive electrical components at motor star point to damp capacitive leakage currents**

Patent Assignee: SIEMENS AG (SIEI ); RAITH S (RAIT-I); SEGGER B (SEGG-I)

Inventor: RAITH S; SEGGER B

Number of Countries: 027 Number of Patents: 004

Patent Family:

Patent No	Kind	Date	Applicat No	Kind	Date	Week
DE 10059334	A1	20020613	DE 1059334	A	20001129	200265 B
EP 1220431	A1	20020703	EP 2001127333	A	20011116	200265
US 20020113562	A1	20020822	US 2001918676	A	20010731	200265
US 6583598	B2	20030624	US 2001918676	A	20010731	200343

Priority Applications (No Type Date): DE 1059334 A 20001129

Patent Details:

Patent No	Kind	Lan	Pg	Main IPC	Filing Notes
-----------	------	-----	----	----------	--------------

DE 10059334	A1	20		H02P-007/63	
-------------	----	----	--	-------------	--

EP 1220431	A1	G		H02M-001/12	
------------	----	---	--	-------------	--

Designated States (Regional): AL AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT

LI LT LU LV MC MK NL PT RO SE SI TR

US 20020113562	A1			H02P-001/00	
----------------	----	--	--	-------------	--

US 6583598	B2			G05B-005/01	
------------	----	--	--	-------------	--

Abstract (Basic): DE 10059334 A1

NOVELTY - The method involves providing passive electrical components at the motor star point for damping capacitive leakage currents to earth caused by stimulating inverter system oscillations on

the phases of the motor that are asymmetrical with respect to earth.

The motor star point is connected to earth via an impedance.

DETAILED DESCRIPTION - An INDEPENDENT CLAIM is also included for an

electric motor for operation with an inverter with an inductance on the input side.

USE - For damping of resonant increases at a motor star point of an

electric motor operated from an inverter via intermediate circuit.

ADVANTAGE - Resonant increases caused by system oscillations in an

electric motor operated from an inverter system are effectively prevented.

DESCRIPTION OF DRAWING(S) - The drawing shows a schematic representation of a chained conductor structure in an electric motor

star point (S)

inductances (L)



capacitances (C)  
chained conductors (K)  
pp; 20 DwgNo 3/21

Title Terms: DAMP; RESONANCE; INCREASE; ELECTRIC; MOTOR; OPERATE;  
INVERTER;

INTERMEDIATE; CIRCUIT; PASSIVE; ELECTRIC; COMPONENT; MOTOR; STAR;  
POINT;

DAMP; CAPACITANCE; LEAK; CURRENT

Derwent Class: U24; V06; X12; X13

International Patent Class (Main): G05B-005/01; H02M-001/12; H02P-  
001/00;

H02P-007/63

International Patent Class (Additional): H02K-005/24; H02M-005/44

File Segment: EPI

Manual Codes (EPI/S-X): U24-D05; V06-N03; X12-J05; X13-G01B1

?

PAGE BLANK (USPTO)